

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-199389

(43)Date of publication of application : 11.07.2003

(51)Int.Cl.

H02P 6/18

H02P 6/04

H02P 6/06

H02P 6/08

H02P 21/00

(21)Application number : 2001-395632

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 27.12.2001

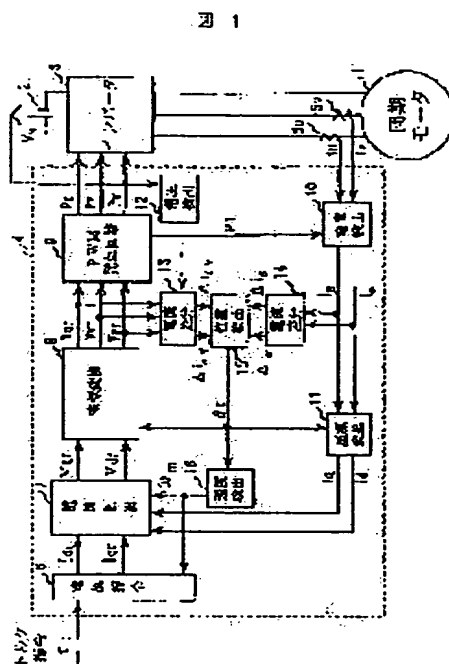
(72)Inventor : SAKURAI YOSHIMI
IWAMICHI YOSHINAO
MASAKI RYOZO

(54) MOTOR CONTROLLER AND CONTROLLING METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a motor controller and a controlling method in which an AC motor can be controlled with high response without requiring any position sensor.

SOLUTION: The motor controller comprising an inverter 3 for applying a voltage to a synchronous motor 1, and a controller 4 for operating a voltage command value being applied with a PWM signal has a current difference detecting section 14 of the synchronous motor 1, a current difference operating section 13 for operating a current variation caused by an applying voltage, and a position detecting section 15 for estimating the direction of counter electromotive force based on a current variation detected at the current difference detecting section 14, and a current variation operated at the current difference operating section 13. Pole position of the rotor in the synchronous motor 1 is estimated based on the direction of counter electromotive force estimated at the position detecting section 15 and a voltage being applied to the synchronous motor 1 is controlled based on the estimated pole position.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

05.06.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3661642

[Date of registration]

01.04.2005

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

BEST AVAILABLE COPY

(11)特許出願公開番号

特開2003-199389

(P2003-199389A)

(43)公開日 平成15年7月11日(2003.7.11)

(51) Int.Cl.	識別記号	F I	チーエフエー(参考)
H 0 2 P 6/18		H 0 2 P 6/02	3 7 1 S 5 H 5 6 0
6/04	Z H V		Z H V 5 H 5 7 6
6/06	Z H V	5/408	C
6/08	Z H V		
21/00			

審査請求 未請求 請求項の数14 OL (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2001-395632(P2001-395632)	(71) 出願人	000005108 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(22) 出願日	平成13年12月27日(2001.12.27)	(72) 発明者	櫻井 芳美 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内
		(72) 発明者	岩路 善尚 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内
		(74) 代理人	100075096 弁理士 作田 康夫

最終頁に続<

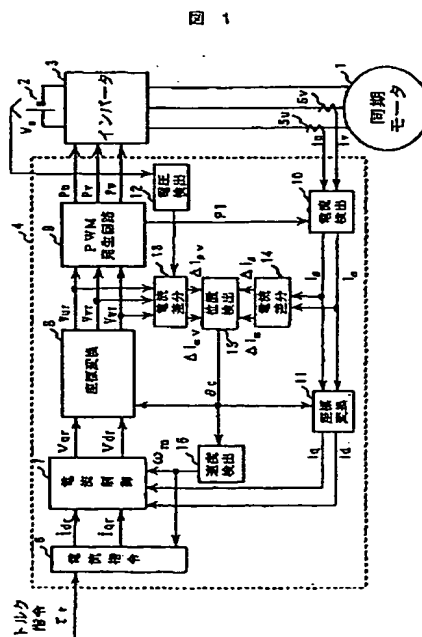
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータの制御装置及びその制御方法

(57) 【要約】

【課題】交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することである。

【解決手段】同期モータ１に電圧を印加するインバータ３と、PWM信号で印加する電圧指令値を演算する制御装置４とを備えたモータ制御装置において、同期モータ１の電流差分検出部１４と、印加電圧による電流変化を演算する電流差分演算部１３と、電流差分検出部１４によって検出された電流変化及び電流差分演算部１３によって演算された電流変化に基づいて逆起電力方向を推定する位置検出部１５とを有すると共に、位置検出部１５によって推定された逆起電力方向に基づいて同期モータ１の回転子の磁極位置を推定し、この推定された磁極位置に基づいて同期モータ１に印加される電圧を制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記印加電圧を制御する制御装置とを備え、該制御装置は、前記交流モータの電流変化を検出する電流変化検出手段と、前記印加電圧による電流変化を演算する電流変化演算手段と、前記電流変化検出手段によって検出された電流変化及び前記電流変化演算手段によって演算された電流変化に基づいて逆起電力方向を推定する逆起電力推定手段とを有すると共に、該逆起電力推定手段によって推定された逆起電力方向に基づいて前記印加電圧を制御することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項2】請求項1に記載のモータの制御装置において、前記制御装置は、前記電流変化演算手段によって演算された電流変化を前記電力変換器の入力電圧に応じて補正する補正手段を有することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項3】突極性を有する同期モータに電圧を印加する電力変換器と、前記印加電圧を制御する制御装置とを備え、該制御装置は、前記同期モータの電流変化を検出する電流変化検出手段と、前記印加電圧による電流変化を演算すると共に、前記同期モータの回転に伴って変化するインダクタンスによる電流変化を演算する電流変化演算手段と、前記電流変化検出手段によって検出された電流変化及び前記電流変化演算手段によって演算された電流変化に基づいて逆起電力方向を推定する逆起電力推定手段とを有すると共に、該逆起電力推定手段によって推定された逆起電力方向に基づいて前記印加電圧を制御することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項4】請求項3に記載のモータの制御装置において、前記制御装置は、前記電流変化演算手段によって演算された電流変化を前記電力変換器の入力電圧に応じて補正する補正手段を有することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項5】請求項1乃至4のいずれかに記載のモータの制御装置において、前記電流変化検出手段は、前記電力変換器のスイッチング動作により変化する電流変化の影響を除去するタイミングで電流変化を検出することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項6】請求項1乃至4のいずれかに記載のモータの制御装置において、前記電流変化演算手段は、前記電流変化検出手段によって電流変化を検出する前に算出された印加電圧指令を受けて電流変化を演算することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項7】電力変換器から交流モータに印加される電圧を制御して前記交流モータを制御するにあたり、前記交流モータの電流変化を検出し、前記印加電圧による電流変化を演算し、前記検出された交流モータの電流変化及び前記演算された印加電圧による電流変化に基づいて逆起電力方向を推定し、該推定された逆起電力方向に基づいて前記印加電圧を制御することを特徴とするモータ

の制御方法。

【請求項8】請求項7に記載のモータの制御方法において、前記電力変換器の入力電圧に応じて前記印加電圧による電流変化を補正することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項9】請求項7又は8に記載のモータの制御方法において、前記電力変換器のスイッチング動作により変化する電流変化の影響を除去するタイミングで前記交流モータの電流変化を検出することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項10】請求項7又は8に記載のモータの制御方法において、前記交流モータの電流変化を検出する前に算出された指令をもって前記印加電圧による電流変化を演算することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項11】電力変換器から突極性を有する同期モータに印加される電圧を制御して前記同期モータを制御するにあたり、前記同期モータの電流変化を検出し、前記印加電圧による電流変化を演算し、前記同期モータの回転に伴って変化するインダクタンスによる電流変化を演算し、前記検出された同期モータの電流変化、前記演算された印加電圧による電流変化及び前記演算されたインダクタンスによる電流変化に基づいて逆起電力方向を推定し、該推定された逆起電力方向に基づいて前記印加電圧を制御することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項12】請求項11に記載のモータの制御方法において、前記電力変換器の入力電圧に応じて前記印加電圧による電流変化を補正することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項13】請求項11又は12に記載のモータの制御方法において、前記電力変換器のスイッチング動作により変化する電流変化の影響を除去するタイミングで前記同期モータの電流変化を検出することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項14】請求項11又は12に記載のモータの制御方法において、前記同期モータの電流変化を検出する前に算出された指令をもって前記印加電圧による電流変化及びインダクタンスによる電流変化を演算することを特徴とするモータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、同期モータ、リラクタンスモータなどの交流モータの速度或いはトルクを制御するモータの制御装置及びその制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】同期モータ、リラクタンスモータなどの交流モータの速度或いはトルクは、回転子の磁極位置に基づく電流制御或いは電圧制御によって制御される。近年、交流モータの速度或いはトルクの制御方式としては、回転子の磁極位置を位置検出器によって検出することなく制御する（回転子の磁極位置を推定して制御す

る) 磁極位置センサレス制御方式が種々提案されている。例えば特開平 8-256496 号公報に開示されたものでは、モータの電圧・電流方程式から導き出される逆起電力(誘起電圧)を印加電圧とモータの電流から推定し、この推定された逆起電力に基づいて回転子の磁極位置を推定している。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、前述した従来の技術では、瞬時に逆起電力の方向を推定することが難しく、モータ制御系の応答性を高めることに限界があるという課題が依然として残る。すなわち前述した従来の技術では、インバータのスイッチング動作に伴う電流脈動(印加電流中に混在するインバータによる外乱に起因するノイズ)の影響を除去するために、ノイズフィルタを用いて電流脈動を抑制している。このため、前述した従来の技術では、モータの電圧・電流方程式において電流微分を用いる代わりに、オブザーバ理論に基づくフィードバックゲインによって応答性を調整するオブザーバを用いて逆起電力を求めている。従って、前述した従来の技術では、瞬時に逆起電力の方向を推定することが難しく、モータ制御系の応答性を高めることに限界があるという課題が依然として残る。

【0004】本発明の代表的な目的は、交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することにある。また、本発明の他の代表的な目的は、突極性を有する交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することにある。さらに、本発明の他の代表的な目的は、交流モータを用いる駆動システムの中速度領域から高速度領域における駆動効率を向上させることができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】本発明の基本的な特徴は、交流モータの電流変化及び印加電圧による電流変化に基づいて逆起電力方向を推定することにある。このため、本発明は、電力変換器から交流モータに印加される電圧を制御する制御装置に、交流モータの電流変化を検出する電流変化検出手段と、電力変換器から交流モータに印加される電圧による電流変化を演算する電流変化演算手段と、電流変化検出手段によって検出された電流変化及び電流変化演算手段によって演算された電流変化に基づいて逆起電力方向を推定する逆起電力推定手段とを有する。交流モータが、突極性を有する同期モータの場合には、電流変化演算手段は、電力変換器から同期モータに印加される電圧による電流変化を演算すると共に、同期モータの回転に伴って変化するインダクタンスによる電流変化を演算する。

【0006】また、制御装置は、電流変化演算手段によって演算された電流変化を電力変換器の入力電圧に応じ

て補正する補正手段を有する。電流変化検出手段は、電力変換器のスイッチング動作により変化する電流変化の影響を除去するタイミングで電流変化を検出する。電流変化演算手段は、電流変化検出手段によって電流変化を検出する前に算出された印加電圧指令を受けて電流変化を演算する。

【0007】本発明によれば、推定された逆起電力方向に基づいて交流モータの回転子の磁極位置を推定し、この推定された磁極位置に基づいて電力変換器から交流モータに印加される電圧を制御する。

【0008】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施例を図面に基づいて説明する。

【0009】図 1 は、本発明の第 1 実施例であるモータの制御装置のシステム構成を示す。本実施例のモータの制御装置は、例えば内燃機関であるエンジン及び交流モータである同期モータを駆動源とし、これらを切り替えて車両を駆動するハイブリッド型電気自動車の駆動システムに用いられるものであり、上位制御装置、例えば内燃機関であるエンジンの制御装置から受けたトルク指令に対して同期モータのトルクを位置センサレス、すなわち位置センサで回転子の磁極位置を検出することなく高性能に制御するものである。

【0010】図面において 1 は円筒型の同期モータである。同期モータ 1 は、複数の永久磁石が鉄心内部或いは外周表面に環状に等間隔で配置された非突極性のロータを有する交流モータであり、車載の蓄電手段であるバッテリー 2 から供給された直流電圧が、電力変換器であるインバータ 3 によって 3 相の交流電圧に変換されて印加されている。インバータ 3 は IGBT, MOS-FET などのパワースイッチング素子から構成されたものである。パワースイッチング素子は、制御装置 4 から出力された PWM 信号に基づいてオン・オフ制御されている。これにより、インバータ 3 から同期モータ 1 に印加電圧が制御される。

【0011】制御装置 4 は、外部から入力されたトルク指令 τ_r に基づいて同期モータ 1 の印加電圧を制御するものである。入力されたトルク指令 τ_r は、後述する方法で得られたモータ速度 ω と共に電流指令発生部 6 に入力される。電流指令発生部 6 では、モータ速度が得られた時点におけるモータ速度 ω でトルク指令 τ_r 通りのモータトルクを発生させるために最適な d 軸電流指令 i_{dr} , q 軸電流指令 i_{qr} を算出し、電流制御部 7 に出力する。ここで、指定する交流モータの動作点での損失が最小となる d 軸, q 軸電流を最適な d 軸, q 軸電流と定義すると、最適な d 軸, q 軸電流指令とは、例えば予め計算或いは実験によって求められてマップ化された最適な d 軸, q 軸電流から算出されたものを意味する。

【0012】電流制御部 7 では、入力された d 軸電流指令 i_{dr} と検出されてフィードバックされた d 軸電流 i_d

との差分、入力されたq軸電流指令 i_{qr} と検出されてフィードバックされたq軸電流 i_q との差分をそれぞれ求め、この差分に基づいてd軸、q軸電流制御演算値を演算している。また、電流制御部7では、入力されたモータ速度 ω に基づいて同期モータ1のd軸、q軸干渉電圧成分を演算している。そして、電流制御部7では、d軸干渉電圧成分をd軸電流制御演算値に、q軸干渉電圧成分をq軸電流制御演算値にそれぞれ加算し、この結果をd軸電圧指令 V_{dr} 、q軸電圧指令 V_{qr} として座標変換部8に出力する。

【0013】尚、d軸電流 i_d 、q軸電流 i_q は、電流センサ5u、5vによって検出された同期モータ1のu相電流 i_u 、v相電流 i_v を、後述するPWM発生回路9からのサンプリングタイミングパルスP1のタイミングで電流検出部10に入力し、入力されたu相電流 i_u 、v相電流 i_v を座標変換部11において、入力された磁極位置 θ_c で座標変換することにより算出されている。ここで、座標変換部11に入力された磁極位置 θ_c は、本実施例の特徴である検出方法によって得られたものであり、その詳細な検出方法については後述する。

【0014】座標変換部8では、入力された磁極位置 θ_c に基づいてd-q軸座標系のd軸電圧指令 V_{dr} 、q軸電圧指令 V_{qr} を、静止座標系の電圧であるu相電圧指令 V_{ur} 、v相電圧指令 V_{vr} 、w相電圧指令 V_{wr} に変換してPWM発生回路9に出力する。PWM発生回路9では、入力された各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} に対応する各相のPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w を生成してインバータ3に出力する。インバータ3では、入力されたPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w に基づいてパワースイッチング素子がオン・オフ制御される。これにより、インバータ3の出力電圧、すなわち同期モータ1への印加電圧が制御される。

【0015】図2は、同期モータ1が駆動しているときの各ベクトルの関係を示す。具体的に図2は、横軸に α 軸、縦軸に β 軸をとる静止座標系の第4象限にd-q軸座標系のd軸があると共に、 α 軸に対する同期モータ1の回転子の磁極位置 θ が -80° 方向にあるときの各ベクトルの関係を示す。このとき、逆起電力ベクトル V_{emf} はq軸の負方向（第3象限）に位置する。図2の状態における各相の電圧指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} の電圧位相 θ_v における電圧は図3の通りである。図3は、横軸に位相（deg）、縦軸に相電圧（V）をとったときの各相の電圧指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} の電圧波形と位相の関係を示す。

【0016】ここで、 i は、同期モータ1の各相に流れる電流のベクトル i_u 、 i_v 、 i_w を合成した電流ベクトル、 V_r は、各相の電圧指令のベクトル V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を合成した電圧指令ベクトル、 V_{emf} は、同期モータ1の各相の逆起電力のベクトルを合成した逆起電力ベクトル、 Φ は、同期モータ1の回転子の永久磁石から発生

する磁束を示す磁束ベクトルである。 θ_{emf} は、 α 軸に対する逆起電力ベクトル V_{emf} の位相、 θ_v は、 α 軸に対する電圧指令ベクトル V_r の電圧位相である。尚、静止座標系上におけるu相軸、v相軸、w相軸は、 α 軸上のu相軸を基準として 120° 間隔で配置された同期モータ1の三相各相の座標軸である。

【0017】図4は、電圧位相 θ_v のときの搬送波信号と、各相のPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w 及び各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} の発生状態と、u相における電流の変化状態との関係を示す。各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} は、搬送波信号が最大値となる三角波の頂点の時点、例えば $t(n-1)$ 、 $t(n)$ 、 $t(n+1)$ において、演算された新しい値が設定される。また、各相のPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w は、各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} と搬送波信号とを比較してそれぞれ得られる。この状態においてインバータ3にPWM信号を印加すると、各相の電流波形はインバータ3のパワースイッチング素子のスイッチング動作に伴って脈動する。その理由は、ある相におけるPWM信号がhighのときには、当該相における同期モータ1の端子電圧がバッテリー2の正極の電圧になり、PWM信号がlowのときには、当該相における同期モータ1の端子電圧がバッテリー2の負極の電圧になるためである。このため、図4に示すように、u相電流 i_u の波形はインバータ3のパワースイッチング素子のスイッチング動作に合わせて脈動している。

【0018】PWM発生回路9では、搬送波が最大値となる時点において、サンプリングタイミングパルスP1を発生させている。前述したように、本実施例では、サンプリングタイミングパルスP1を電流検出部10に入力してu相電流 i_u 、v相電流 i_v を検出している。サンプリングタイミングパルスP1が発生する間隔、例えば時刻 $t(n-1)$ から時刻 $t(n)$ までの区間 $(n-1)$ において、同期モータ1に印加される各相の平均電圧 V_u 、 V_v 、 V_w はそれぞれ、区間 $(n-2)$ で演算される各相の電圧指令値 $V_{ur}(n-2)$ 、 $V_{vr}(n-2)$ 、 $V_{wr}(n-2)$ と等しくなる。このため、相電流は脈動する。しかし、時刻 $t(n-1)$ のu相電流 $i_u(n-1)$ と時刻 $t(n)$ のu相電流 $i_u(n)$ とのu相電流差分 $\Delta i_u(n)$ は、区間 $(n-1)$ で印加される各相の平均電圧 V_u 、 V_v 、 V_w と、そのときの逆起電力ベクトルの平均値によって決定される。すなわち $\Delta i_u(n)$ は電圧指令値 $V_{ur}(n-2)$ 、 $V_{vr}(n-2)$ 、 $V_{wr}(n-2)$ と逆起電力ベクトルの平均値に影響される。

【0019】この関係を静止座標系における同期モータの電圧・電流方程式を用いて説明と、同期モータの電圧・電流方程式は、

【0020】

$$\begin{aligned} \text{【数1】 } V &= R i + L di/dt + j\omega m \phi \\ &= R i + L di/dt + V_{emf} \end{aligned}$$

となる。ここで、 V は印加電圧ベクトル、 i は電流ベク

トル、 ϕ は磁束ベクトル、 R は抵抗、 L はインダクタンス、 ωm はモータ速度、 V_{emf} は逆起電力ベクトル、 j は単位ベクトル $\exp[-j(\pi/2)]$ をそれぞれ示す。数1を電流差分 Δi の式に近似すると、

【0021】

$$\text{【数2】 } \Delta i = (V - Ri - V_{emf}) \Delta t / L$$

となる。ここで、 Δt はサンプリング時間、 Δi はサンプリング時間間隔における電流差分ベクトルをそれぞれ示す。さらに、抵抗 R が小さい場合には、

【0022】

$$\text{【数3】 } \Delta i = (\Delta t / L) V - (\Delta t / L) V_{emf} = \Delta i_v + \Delta i_{emf}$$

のように近似できる。数3から判るように、電流差分ベクトル Δi は、第1項の印加電圧ベクトルによる印加電圧分電流差分ベクトル Δi_v と、逆起電力ベクトルによる逆起電力分電流差分ベクトル Δi_{emf} に分けられる。 Δi_{emf} は V_{emf} と同方向のベクトルであり、 q 軸の負方向を向いている。

【0023】ここで、 Δi_v 、 Δi_{emf} の u 相成分 Δi_{uv} 、 Δi_{uemf} の波形はそれぞれ図4に示す通りになる。図4から判るように、 Δi_{uv} と Δi_{uemf} との和が正の場合、 i_u は増加し、その和が負の場合、 i_u は減少する。また、区間 $(n-1)$ における Δi_{uv} の平均値と Δi_{uemf} の平均値との和は $\Delta i_u(n)$ となる。以上のことから、 Δi を実際に流れる電流から検出し、 Δi_v を各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} から演算することにより、 Δi_{emf} を得ることができる。本実施例では、以上の考え方に基いて同期モータ1の逆起電力を推定し、この推定された逆起電力から同期モータ1の回転子の磁極位置を推定している。

【0024】次に、デジタル演算を行う制御装置4での同期モータ1の回転子の磁極位置推定について説明する。図1において13は電流差分演算部である。電流差分演算部13では、座標変換部8から出力された電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} に基づいて実際の α 軸印加電圧、 β 軸印加電圧にそれぞれ対応する α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}$ を演算する。インバータ3は、直流電源であるバッテリー2を入力としているが、バッテリー電圧 V_B は大幅に変化することがある。このため、本実施例では、電圧検出部12によってバッテリー電圧 V_B を検出し、電流差分演算部13に入力している。

【0025】14は電流差分検出部である。電流差分検出部14では、電流検出部10においてサンプリングタイミングパルス $P1$ が発生するタイミングで取り込まれた i_u 、 i_v を変換し出力された α 軸電流 i_{α} 、 β 軸電流 i_{β} を入力し、 α 軸電流差分 Δi_{α} 、 β 軸電流差分 Δi_{β} を演算する。

【0026】15は位置検出部である。位置検出部15では、電流差分演算部13によって演算された α 軸電圧

分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}$ と、電流差分検出部14によって演算された α 軸電流差分 Δi_{α} 、 β 軸電流差分 Δi_{β} を入力し、同期モータ1の回転子の磁極位置 θ_c を演算する。

【0027】図5は電流差分演算部13における処理内容を、図6は電流差分検出部14における処理内容を、図7は位置検出部15における処理内容をそれぞれ示す。また、電流差分演算部13、電流差分検出部14、位置検出部15の各々の演算処理タイミングを図4のタスク2、タスク3、タスク4にそれぞれ示す。尚、図4のタスク1では、電流指令発生部6、電流制御部7、座標変換部8、PWM発生回路9の処理を行っており、印加する各相の電圧指令を決定して次の区間のPWM波形を設定した後、タスク2、タスク3、タスク4の順番で処理が実行される。

【0028】まず、区間 (n) における電流差分演算部13(タスク2)の演算処理を図5に基づいて説明する。ステップ101において、タスク1で演算された各相の電圧指令値 $V_{ur}(n)$ 、 $V_{vr}(n)$ 、 $V_{wr}(n)$ を入力し、3相/2相変換の演算によって α 軸電圧指令値 $V_{\alpha r}(n)$ 、 β 軸電圧指令値 $V_{\beta r}(n)$ を算出する。ステップ102では、実際に同期モータ1に印加される α 軸電圧値 $V_{\alpha}(n)$ 、 β 軸電圧値 $V_{\beta}(n)$ を得るために、バッテリー電圧 V_B を入力し、基準バッテリー電圧 V_{B0} に対して次の演算を実行する。

【0029】

$$\text{【数4】 } V_{\alpha}(n) = V_{\alpha r}(n) \cdot (V_B / V_{B0})$$

【0030】

$$\text{【数5】 } V_{\beta}(n) = V_{\beta r}(n) \cdot (V_B / V_{B0})$$

このような補正を行った後、ステップ103では α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}$ を次のように算出する。

【0031】

$$\text{【数6】 } \Delta i_{\alpha v}(n) = V_{\alpha}(n) \cdot \Delta t / L$$

【0032】

$$\text{【数7】 } \Delta i_{\beta v}(n) = V_{\beta}(n) \cdot \Delta t / L$$

区間 (n) で演算された電圧指令値 $V_{ur}(n)$ 、 $V_{vr}(n)$ 、 $V_{wr}(n)$ は、実際には区間 $(n+1)$ で印加されるので、区間 $(n+1)$ における α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}$ の平均値が α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ となる。これらの値は数3の右辺第1項の印加電圧分電流差分ベクトル Δi_v の α 軸、 β 軸成分となる。この結果は位置検出部15に入力される。

【0033】次に、区間 (n) における電流差分検出部14(タスク3)の演算処理を図6に基づいて説明する。まず、ステップ111では、電流検出部10において、時刻 $t(n)$ で $i_u(n)$ 、 $i_v(n)$ が取り込まれると共に、2相/3相変換の演算によって α 軸電流 $i_{\alpha}(n)$ 、 β 軸電流 $i_{\beta}(n)$ が算出される。ステップ112では、

電流差分検出部14において、 α 軸電流 $i_\alpha(n)$ 、 β 軸電流 $i_\beta(n)$ に対して、前回の区間 $(n-1)$ で算出された α 軸電流 $i_\alpha(n-1)$ 、 β 軸電流 $i_\beta(n-1)$ との差分がそれぞれ次のように求められる。

【0034】

$$\text{【数8】 } \Delta i_\alpha(n) = i_\alpha(n) - i_\alpha(n-1)$$

【0035】

$$\text{【数9】 } \Delta i_\beta(n) = i_\beta(n) - i_\beta(n-1)$$

これらの値は数3の左辺の電流差分ベクトル Δi の α 軸、 β 軸成分となる。この結果は位置検出部15に入力される。

【0036】次に、区間 (n) における位置検出部15(タスク4)の演算処理を図7に基づいて説明する。まず、ステップ121では、逆起電力分電流差分ベクトル Δi_{emf} の α 軸成分 $\Delta i_{\alpha emf}(n)$ 、 β 軸成分 $\Delta i_{\beta emf}(n)$ が数3の関係に基づいて次のように求められる。

【0037】

【数10】

$$\Delta i_{\alpha emf}(n) = \Delta i_\alpha(n) - \Delta i_\alpha V(n-2)$$

【0038】

【数11】

$$\Delta i_{\beta emf}(n) = \Delta i_\beta(n) - \Delta i_\beta V(n-2)$$

ここで注意すべき点は、数10、数11の演算で用いられる電流差分ベクトルの演算タイミングが異なることにある。つまり α 軸電流差分 $\Delta i_\alpha(n)$ 、 β 軸電流差分 $\Delta i_\beta(n)$ は、区間 (n) で演算された結果であるが、実際には区間 $(n-1)$ のときの値である。これに対して α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n-2)$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n-2)$ は、区間 $(n-2)$ のタスク2で得られた結果である。このような結果になるのは、これらの電圧分電流差分の基になっている各相の電圧指令値 $V_{ur}(n-2)$ 、 $V_{vr}(n-2)$ 、 $V_{wr}(n-2)$ が区間 $(n-1)$ で印加されるためである。本実施例では、 α 軸電流差分 $\Delta i_\alpha(n)$ 、 β 軸電流差分 $\Delta i_\beta(n)$ が区間 (n) の1つ前の区間 $(n-1)$ の値である点、電圧分電流差分の基になる各相の電圧指令値 $V_{ur}(n-2)$ 、 $V_{vr}(n-2)$ 、 $V_{wr}(n-2)$ が区間 $(n-2)$ の1つ前の区間 $(n-1)$ で印加される点に着目し、演算タイミングの異なる電流差分ベクトルによる数10、数11の演算を行っている。

【0039】このように本実施例では、電流差分ベクトルの演算タイミングを正確に考慮して演算するので、電圧指令がステップ的に変化した場合であっても、ローパスフィルタなどを用いることなく、区間 $(n-1)$ における逆起電力分電流差分ベクトル Δi_{emf} の α 軸成分 $\Delta i_{\alpha emf}(n)$ 、 β 軸成分 $\Delta i_{\beta emf}(n)$ への影響を取り除くことができ、モータ制御装置の応答性を向上させることができる。また、本実施例では、ローパスフィルタなどを用いる必要がないので、負荷急変時にも磁極位置を短時間で検出することができる。また、本実施例では、

印加電圧が急変した場合であっても、その変化による電流差分の影響を除去することができる。よって、本実施例では、高い過渡応答性が要求されるモータ制御システムに好適な位置センサレス制御方式を提供することができる。

【0040】次に、ステップ122では、ステップ121で演算された逆起電力分電流差分ベクトル Δi_{emf} の α 軸成分 $\Delta i_{\alpha emf}(n)$ 、 β 軸成分 $\Delta i_{\beta emf}(n)$ の値から、逆起電力分電流差分ベクトル Δi_{emf} の位相 $\theta_{emf}(n)$ を次のように算出している。

【0041】

【数12】

$$\theta_{emf}(n) = \tan^{-1} (\Delta i_{\beta emf}(n) / \Delta i_{\alpha emf}(n))$$

位相 $\theta_{emf}(n)$ は、図2の逆起電力ベクトル V_{emf} の方向(q 軸の負方向)の位相を示す。さらに、ステップ123では、磁極位置 θ_c (d 軸方向)を得るために次の演算を実行する。

【0042】

$$\text{【数13】 } \theta_c = \theta_{emf}(n) + \pi/2 + \theta(\omega_m)$$

ここで、 θ_c は、演算によって得られた磁極位置、 θ は、図2の実際の磁極位置をそれぞれ示す。図2から判るように、磁極位置 θ は、逆起電力ベクトル V_{emf} に対して $\pi/2$ 進んだ位相であるので、数13の右辺第2項に加えている。また、時間的に考えると、 $\theta_{emf}(n)$ は、図4に示す区間 $(n-1)$ における平均位相(ほぼ区間 $(n-1)$ の中間時点の位相)となる。これを用いると、座標変換を行うタイミングは、図4に示す区間 $(n+1)$ のタスク1となり、これによって得られた各相の電圧指令値 $V_{ur}(n+1)$ 、 $V_{vr}(n+1)$ 、 $V_{wr}(n+1)$ がPWM信号として出力されるタイミングは区間 $(n+2)$ となる。このため、同期モータ1の回転子はその間にモータ速度 ω_m に応じて回転するので、それを考慮する必要がある。その補正項が数13の右辺第3項である。この補正量は演算のデッドタイムとモータ速度によって決定されるので、図4に示す演算タスクの順番を変更した場合、その影響分を含めて決定することもできる。このようにして得られた磁極位置 θ_c は座標変換部8、11における演算に用いられる。また、磁極位置 θ_c は速度検出部16に入力される。速度検出部16は磁極位置 θ_c の変化状態からモータ速度 ω_m を算出する。

【0043】以上説明したように本実施例では、印加電圧とこれに対応する電流変化とをディジタル的なタイミングを合わせた演算によって逆起電力から磁極位置を推定する点に特徴を有する。このような本実施例の特徴によれば、オブザーバ理論や定常状態のシミュレータのようなフィルタ処理も用いる必要がないので、従来のものよりも応答性を高めることができる。

【0044】本実施例のモータ制御装置は、逆起電力を計測できるモータの中速度領域から高速度領域において

高応答でモータを制御するのに特に好適なものであり、モータの低速度領域において高応答にモータを制御することができるモータ制御装置と組み合わせることによって、モータの低速度領域から高速度領域までの全領域で高応答にモータを制御することができる。

【0045】また、本実施例のモータ制御装置を備えた駆動システム、例えば内燃機関であるエンジン及び交流モータである同期モータを駆動源とし、これらを切り替えて車両を駆動するハイブリッド型電気自動車の駆動システムによれば、中速度領域から高速度領域における駆動効率を向上させることができる。また、モータを唯一の駆動源とする電気自動車では、駆動効率の向上によって一充電あたりの走行距離を延伸できるなどの効果もある。また、本実施例のモータ制御装置を備えた駆動システムによれば、運転者の加速要求に対しても高応答に対応することができるので、駆動システムの運転性能を向上させることができる。また、本実施例のモータ制御装置を備えた駆動システムによれば、同期モータの回転子の磁極位置を検出する位置センサを用いることがないので、駆動システムの低コスト化を図ることができる。

【0046】図8は、本発明の第2実施例であるモータの制御装置のシステム構成を示す。本実施例では、同期モータ22として、突極性を有する同期モータ1を用いている。このため、本実施例では、第1実施例の静止座標系で演算する電流差分演算部13の代わりに、回転座標系であるd-q軸座標系で演算した結果を座標変換によって静止座標系に変換し、 α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ を得る方式を採用している。具体的には、電流制御部7で得られたd軸電圧指令 V_{dr} をd軸印加電圧分電流差分演算部17に、q軸電圧指令 V_{qr} をq軸印加電圧分電流差分演算部18にそれぞれ入力し、次のようにd軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{dv}(n)$ 、q軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{qv}(n)$ を演算する。

【0047】

【数14】

$$\Delta i_{dv}(n) = V_{dr}(n) \cdot \Delta t \cdot (V_B / V_{B0}) / L_d$$

【0048】

【数15】

$$\Delta i_{qv}(n) = V_{qr}(n) \cdot \Delta t \cdot (V_B / V_{B0}) / L_q$$

第1実施例で述べたように、バッテリー2の電圧変動に対して、実際に印加される電圧に対応するように補正するために、本実施例においても (V_B / V_{B0}) の補正項を追加しているが、バッテリー電圧の変動が少ない場合には取り除いてもよい。円筒型同期モータのように、非突極性の特性を有する交流モータの場合には、ここで得られたd軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{dv}(n)$ 、q軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{qv}(n)$ を座標変換部21によってd-q軸座標系から静止座標系に座標変換し、 α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ を算出

できる。しかし、突極性を有する同期モータ22の場合には、突極性による影響を考慮する必要がある。それを補償する演算部がd軸突極性演算部19、q軸突極性演算部20である。d軸突極性演算部19では、q軸電流 i_q とモータ速度 ω_m を入力し、d軸突極分電流差分 $\Delta i_{dp}(n)$ を次のように演算する。

【0049】

$$\Delta i_{dp}(n) = (L_q - L_d) \omega_m \Delta t / L_d$$

また、q軸突極性演算部20では、d軸電流 i_d とモータ速度 ω_m を入力し、q軸突極分電流差分 $\Delta i_{qp}(n)$ を次のように演算する。

【0050】

【数17】 $\Delta i_{qp}(n) = (-L_q + L_d) \omega_m \Delta t / L_q$
突極型同期モータが回転するとき、静止座標系のある一方向から特性を見ると、インダクタンスが変化するために電流が流れ易くなったり、流れ難くなったりする。この影響によって電流変化が生じる。その特性がd軸突極分電流差分 $\Delta i_{dp}(n)$ 、q軸突極分電流差分 $\Delta i_{qp}(n)$ である。従って、d軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{dv}(n)$ にd軸突極分電流差分 $\Delta i_{dp}(n)$ を加算し、q軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{qv}(n)$ からq軸突極分電流差分 $\Delta i_{qp}(n)$ を減算することにより、印加電圧と突極性の影響を考慮した電流差分となる。そして、演算した結果得られた電流差分を座標変換部21によって静止座標系に座標変換することにより、同期モータ22の突極性を考慮した α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ を算出することができる。このようにして算出された α 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 β 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ は位置検出部15に入力され、第1実施例で述べた処理方法によって磁極位置 θ_c が求められる。

【0051】本実施例によれば、交流モータが突極性を有するものであっても、モータ制御装置の応答性を向上させることができる。従って、本実施例においても、高い過渡応答性が要求されるモータ制御システムに好適な位置センサレス制御方式を提供することができる。

【0052】以上本発明の実施例の説明では、位置センサを用いることなく、同期モータの2相の電流を検出する電流センサからの出力を用いて同期モータの回転子の磁極位置を求める方法について述べたが、同期モータの3相の電流を検出する電流センサからの出力を用いて同期モータの回転子の磁極位置を求めることもできる。また、本発明の実施例の説明では、交流モータとして、突極性を有する同期モータ、円筒型の同期モータを用いた場合について述べたが、誘導モータであっても、1次電流で確立した磁束による逆起電力を求めるようにすれば、本発明のモータ制御装置を適用することができる。また、本発明の実施例の説明では、トルク指令に対する制御システムを例にとり述べたが、速度指令に対する速度制御系を有する制御システム或いは位置制御系を構成

する制御システムにも本発明のモータ制御装置を適用することができる。

【0053】

【発明の効果】本発明によれば、推定された逆起電力方向に基づいて交流モータの回転子の磁極位置を推定し、この推定された磁極位置に基づいて電力変換器から交流モータに印加される電圧を制御するので、交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができる。従って、本発明によれば、交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することができる。また、本発明によれば、突極性を有する交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することができる。さらに、本発明によれば、交流モータを用いる駆動システムの中速度領域から高速領域における駆動効率を向上させることができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例のモータ制御装置のシステム構成を示すブロック図であり、トルク指令に対して円筒型同期モータを位置センサレスで高性能にトルク制御を行う制御システム例である。

【図2】同期モータが駆動しているときの各ベクトルの関係を示すベクトル図であり、横軸に α 軸、縦軸に β 軸をとる静止座標系の第4象限に $d-q$ 軸座標系の d 軸があると共に、 α 軸に対する同期モータ1の回転子の磁極位置 θ が -80° 方向にあるときの電圧指令ベクトル V

r と、電流ベクトル i の関係を示す。

【図3】横軸に位相(deg)、縦軸に相電圧(V)をとったときの3相の正弦波状の印加電圧指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} と電圧位相 θ_v の関係を示す波形図。

【図4】電圧位相 θ_v のときの搬送波信号と、各相のPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w 及び各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} の発生状態と、 u 相における電流の変化状態との関係を示すタイムチャート。

【図5】図1の電流差分演算部の処理内容を示すフローチャート。

【図6】図1の電流差分検出部の処理内容を示すフローチャート。

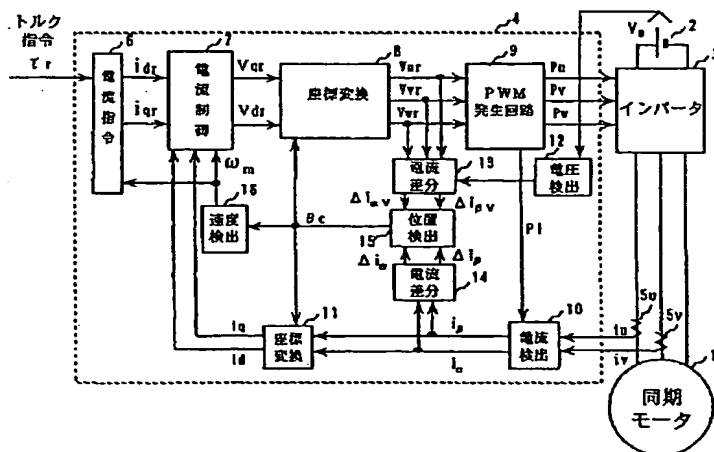
【図7】図1の位置検出部の処理内容を示すフローチャート。

【図8】本発明の第2実施例のモータ制御装置のシステム構成を示すブロック図であり、トルク指令に対して突極型同期モータを位置センサレスで高性能にトルク制御を行う制御システム例である。

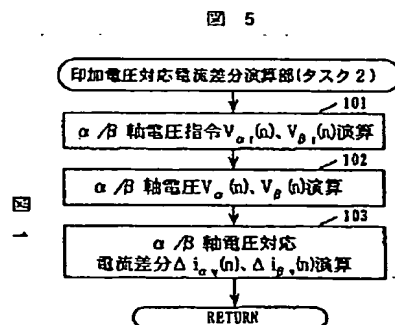
【符号の説明】

1、2…同期モータ、2…バッテリー、3…インバータ、4…制御装置、5 u 、5 v …電流センサ、6…電流指令発生部、7…電流制御部、8、11、21…座標変換部、9…PWM発生回路、10…電流検出部、12…電圧検出部、13…電流差分演算部、14…電流差分検出部、15…位置検出部、16…速度検出部、17… d 軸印加電圧分電流差分演算部、18… q 軸印加電圧分電流差分演算部、19… d 軸突極性演算部、20… q 軸突極性演算部。

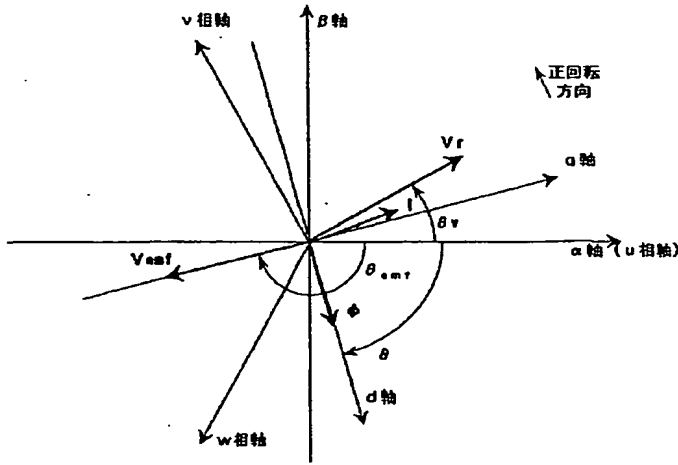
【図1】



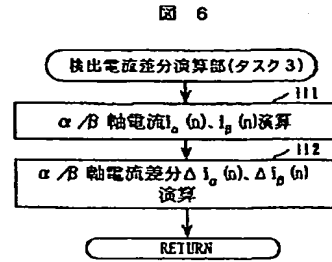
【図5】



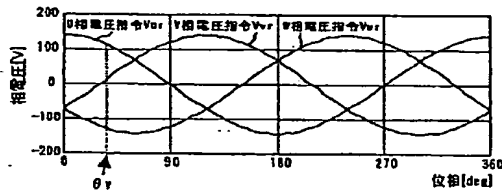
【図2】



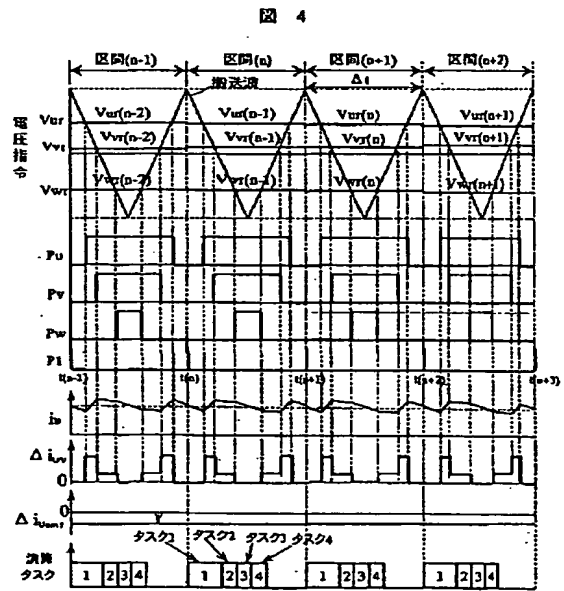
【図6】



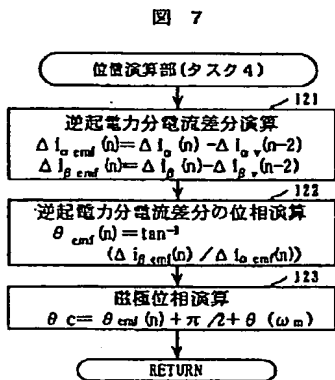
【図3】



【図4】



【図7】



8



(72)発明者 正木 良三
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
式会社日立製作所日立研究所内

F ターム(参考)

5H560	AA08	BB04	BB12	DA12	DC12
	DC13	EB01	XA02	XA12	XA13
5H576	AA15	BB06	BB09	CC04	DD02
	DD07	EE01	EE11	GG04	HB02

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ BLACK BORDERS

☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

☒ FADED TEXT OR DRAWING

☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

☐ SKEWED/SLANTED IMAGES

☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

☐ GRAY SCALE DOCUMENTS

☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.